

※ 2. $\frac{1}{2} \times \frac{1}{2}$

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平7-231278^v

(43) 公開日 平成7年 (1995) 8月29日

(51) Int. Cl. ⁶

H 0 4 B 1/707

識別記号

庁内整理番号

F I

H 0 4 J 13/00

技術表示箇所

D

審査請求 未請求 請求項の数 2 O L (全 7 頁)

(21) 出願番号 特願平6-20787

(22) 出願日 平成6年 (1994) 2月18日

(71) 出願人 000005223

富士通株式会社

神奈川県川崎市中原区上小田中1015番地

(72) 発明者 中村 聡

神奈川県川崎市中原区上小田中1015番地

富士通株式会社内

(72) 発明者 久保 徳郎

神奈川県川崎市中原区上小田中1015番地

富士通株式会社内

(74) 代理人 弁理士 松本 昂

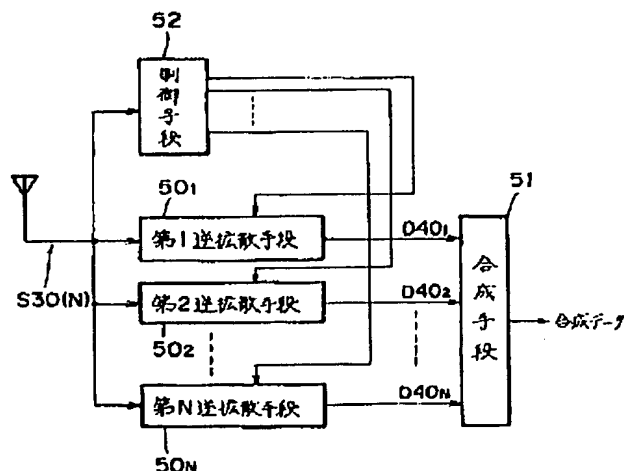
(54) 【発明の名称】 直接拡散スペクトル拡散通信方式によるレイク受信機

(57) 【要約】

【目的】 本発明はマルチパスの数が多い場合でも受信特性を向上させることができ、かつ低消費電力化を実現することができる直接拡散スペクトル拡散通信方式におけるレイク受信機を提供することを目的とする。

【構成】 第1～第N逆拡散手段50₁～50_Nにより、パス数がNの直接拡散変調信号S30を受信し、この受信タイミングが各々異なるN個の信号S30に同期した第1～第N拡散系列で、各々の受信信号S30を逆拡散復調し、この復調データD40₁～D40_Nを合成手段51により合成する構成において、制御手段52により、N個の信号S30のレベルの内、最高レベルの信号とそれ以外の各信号とのレベル差を個々に求め、この個々のレベル差が所定の閾値T以上ある場合に、最高レベルの信号に対して閾値T以上のレベル差を有する信号の逆拡散復調を行う逆拡散手段 (例えば50_{N-2}, 50_{N-1}, 50_N) をオフ状態に制御するように構成する。

本発明の原理図



【特許請求の範囲】

【請求項 1】 パス数が N の直接拡散変調信号(S30)を受信し、この受信されたタイミングが各々異なる N 個の直接拡散変調信号(S30)に同期した第 1～第 N 拡散系列で逆拡散復調する第 1～第 N 逆拡散手段($50_1 \sim 50_N$)と、該第 1～第 N 逆拡散手段($50_1 \sim 50_N$)の出力データ($D40_1 \sim D40_N$)を合成する合成手段(51)とを有して成る直接拡散スペクトル拡散通信方式によるレイク受信機において、

該 N 個の直接拡散変調信号(S30)のレベルの内、最高レベルの信号とそれ以外の各信号とのレベル差を個々に求め、この求められた個々のレベル差が所定の閾値(T)以上ある場合に、該最高レベルの信号に対して該閾値(T)以上のレベル差を有する信号の逆拡散復調を行う逆拡散手段(例えば $50_{N-2}, 50_{N-1}, 50_N$)をオフ状態に制御する制御手段(52)を設けたことを特徴とする直接拡散スペクトル拡散通信方式によるレイク受信機。

【請求項 2】 前記閾値(T)を、前記直接拡散変調信号(S30)の内、合成によるパスダイバーシチ効果が得られない信号と、該最高レベルの信号とのレベル差に対応する値にすることを特徴とする請求項 1 記載の直接拡散スペクトル拡散通信方式によるレイク受信機。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【産業上の利用分野】本発明は直接拡散スペクトル拡散通信方式によるレイク受信機に関する。近年、「いつでも、どこでも、誰とでも」通信したいと言う要望が高まり、自動車電話機及び携帯電話機等の移動通信電話機の加入者が増加している。

【0002】自動車電話機についてみると、電波の見通し内で通信することはまれで、一般に建物等で、反射・回折して様々な経路を経た電波が重なって受信される。これは多重路(マルチパス)伝搬と呼ばれ、更に走行によって受信状態が大きく変動し、フェージングが発生する。

【0003】特に直接拡散スペクトル拡散通信方式のような広帯域の通信方式では、マルチパスの伝搬遅延時間の広がりによる周波数選択性フェージング(伝搬路の周波数特性が帯域では平坦ではないフェージング)の対策が必要である。

【0004】但し、直接拡散スペクトル拡散通信方式は、通常のアナログ変調又はディジタル変調した信号を、更に特殊なディジタル符号系列[Pseudo Noise(擬似雑音符号)]である拡散系列で変調することにより、100倍とか1000倍にスペクトルを拡散する方式で、受信側では送信側で拡散に使用した任意のデータ系列である拡散系列と同じもので復調することによって、拡散されて散らばっていた情報電力が集められて、それをアナログ復調又はディジタル復調することにより元の情報が得られるというものである。

【0005】周波数選択性フェージングの対策として、良く知られている方式の一つに RAKE (レイク) 受信方式と呼ばれる方式がある。これは、マルチパスを時間的に分離し、それぞれのパスを通った信号を逆拡散復調して再合成することにより性能改善する方式であり、発明のレイク受信機はその方式が採用されたものである。

【0006】ちなみに、RAKE とは「熊手」の意味がありマルチパスによりばらばらになった電波をかき集めると言う意味で名付けられた。

【0007】

【従来の技術】図 3 に従来例のレイク受信機のブロック構成図を示し、その説明を行う。但し、このレイク受信機は携帯電話機に用いられているものとする。

【0008】図 3 において、1 はアンテナ、2 はミキサ、3 は発振器、4 は相関器、5 は PN 発生回路、6 は遅延差検出回路、7 はレベル検出回路、8, 9, 10 は第 1～第 3 ミキサ、11, 12, 13 は第 1～第 3 復調器、14, 15, 16 は第 1～第 3 遅延補正回路、17, 18, 19 は第 1～第 3 乗算器、20 は加算回路である。但し、第 1～第 3 乗算器 17～19 は、各々ミキサで構成されるが、ここでは第 1～第 3 ミキサ 8～10 との区別を明確にするためにその機能を名称として付した。

【0009】また、第 1 ミキサ 8、第 1 復調器 11、第 1 遅延補正回路 14 及び第 1 乗算器 17 の接続経路を第 1 ブランチと呼び、第 2 ミキサ 9、第 2 復調器 12、第 2 遅延補正回路 15 及び第 2 乗算器 18 の経路を第 2 ブランチ、第 3 ミキサ 10、第 3 復調器 13、第 3 遅延補正回路 16 及び第 3 乗算器 19 の経路を第 3 ブランチと呼ぶことにする。

【0010】ミキサ 2 は、アンテナ 1 で受信された図示せぬ基地局より送信されてくる直接拡散変調波(DS 変調波) R_1 を、発振器 3 から出力される所定周波数の発振信号 S_1 と乗算することによってベースバンド信号 S_2 に変換して出力する。但し、DS 変調波 R_1 は、マルチパス信号であるものとする。

【0011】相関器 4 は、ベースバンド信号 S_2 の中から受信電力の大きい 3 つのパスの信号(相関器出力信号と呼ぶ) S_3, S_4, S_5 を検出し、その第 1～第 3 相関器出力信号 S_3, S_4, S_5 の受信タイミングを含めて出力する。第 1～第 3 相関器出力信号 S_3, S_4, S_5 のレベル及び受信タイミングの例を図 4 に示す。この図 4 において、第 1 相関器出力信号 S_3 は直接波であるとし、他の相関器出力信号 S_4, S_5 は、建物等で反射・回折して様々な経路を経てきた信号波であるとする。また、各相関器出力信号 S_3, S_4, S_5 の時間的ずれは移動通信システムのシステムクロック信号の 1 ビット内であるものとする。

【0012】PN 発生回路 5 は、各々の相関器出力信号 S_3, S_4, S_5 に同期した PN 信号、即ち基地局で拡

3

散復調に用いられたPN信号と同符号のPN信号P1, P2, P3を出力する。

【0013】遅延補正回路6は、第1相関器出力信号S3と第2及び第3相関器出力信号S4, S5との遅延差を取って出力する。第1相関器出力信号S3と第2相関器出力信号S4との遅延差を第1遅延差信号DS2とし、第1相関器出力信号S3と第3相関器出力信号S5との遅延差を第2遅延差信号DS3とする。

【0014】レベル検出回路7は、各相関器出力信号S3, S4, S5のレベルを検出して出力する。第1相関器出力信号S3のレベルを第1レベル信号L1、第2相関器出力信号S4のレベルを第2レベル信号L2、第3相関器出力信号S5のレベルを第3レベル信号L3とする。

【0015】第1～第3ミキサ8～10は、第1～第3PN信号P1, P2, P3とベースバンド信号S2とを乗算することによって逆拡散を行い、第1～第3逆拡散信号S6, S7, S8を出力する。

【0016】第1～第3復調器11は、各逆拡散信号S6, S7, S8の復調を行うことにより各パスのデータD1, D2, D3を再生する。第1遅延補正回路14は、データD1をシステムクロック信号の1ビット分遅延させ、データD4として出力する。例えば1ビット分の遅延時間は、図4に示す時刻t1からt4間の遅延時間であるとし、固定遅延時間t5と呼ぶことにする。

【0017】第2遅延補正回路15は、図4に示すように固定遅延時間t5から遅延差信号DS2に対応する遅延時間t6を減算し、この減算により得られる第1遅延時間t7分、データD2を遅延させ、データD5として出力する。

【0018】第3遅延補正回路16は、図4に示すように固定遅延時間t5から遅延差信号DS3に対応する遅延時間t8を減算し、この減算により得られる第2遅延時間t9分、データD3を遅延させ、データD6として出力する。

【0019】この遅延処理によって、マルチパスの信号(相関器出力信号)S3, S4, S5の位相が同相となる。第1～第3乗算器17, 18, 19は、各データD4, D5, D6と、第1～第3レベル信号L1, L2, L3とを乗算することにより、各パスの受信レベルに応じた重み付けを各パスのデータに対して行う。このように重み付けを行うことによって、SN比の大きい成分のデータがより明確となる。また、重み付けの行われたデータをD7, D8, D9とする。

【0020】加算回路20は、各ブランチの最終段のデータD7, D8, D9を加算することにより合成し、合成データD10として出力する。

【0021】

【発明が解決しようとする課題】上述したようなレイク受信機においては、ブランチ数を多くするほどにレ₃ - 50

4

ゲインが向上することが知られている。しかし、ハードウェアの規模、低消費電力化の観点から上述した従来例のように3ブランチが最適であるとされていた。

【0022】ところが、最近の調査により郊外では3ブランチで充分であるが、都市部では図5に符号S10～15でその一例を示すようにマルチパスの数が多いため、3ブランチでは、ブランチ数が不十分であるとの結果が得られている。

【0023】その理由としては、3ブランチレイクの場合、受信した信号の内、電力の大きい3つのパスは合成されるが、他のパスについては干渉となってしまうため、マルチパスの数が多いと受信特性が劣化してしまう。

【0024】しかし、多いマルチパスに対応すべくレイク受信機のブランチ数を増やした場合、消費電力が大きくなる問題がある。これは特に年々その需要が増加している携帯電話機において問題となる。何故ならば携帯電話機への要望は小型化、低消費電力化であるからである。

【0025】本発明は、このような点に鑑みてなされたものであり、マルチパスの数が多い場合でも受信特性を向上させることができ、かつ低消費電力化を実現することができる直接拡散スペクトル拡散通信方式におけるレイク受信機を提供することを目的としている。

【0026】

【課題を解決するための手段】図1に本発明の原理図を示す。この図において、50₁～50_Nは第1～第N逆拡散手段であり、パス数がNの直接拡散変調信号S30を受信し、この受信されたタイミングが各々異なるN個の直接拡散変調信号S30に同期した第1～第N拡散系列で、各々の受信直接拡散変調信号S30を逆拡散復調するものである。

【0027】51が合成手段であり、第1～第N逆拡散手段50₁～50_Nの出力データD40₁～D40_Nを合成するものである。52は本発明の特徴要素の制御手段であり、N個の直接拡散変調信号S30のレベルの内、最高レベルの信号とそれ以外の各信号とのレベル差を個々に求め、この求められた個々のレベル差が所定の閾値T以上ある場合に、最高レベルの信号に対して閾値T以上のレベル差を有する信号の逆拡散復調を行う逆拡散手段(例えば50_{N-2}, 50_{N-1}, 50_N)をオフ状態に制御するものである。

【0028】また、閾値Tは、直接拡散変調信号S30の内、合成によるパスダイバーシチ効果が得られない信号と、最高レベルの信号とのレベル差に対応する値にするのが好ましい。

【0029】

【作用】上述した本発明によれば、パス数がNの直接拡散変調信号S30を、各パス毎に逆拡散復調する場合に、制御手段52によって、合成によるパスダイバーシ

チ効果が得られない信号を逆拡散復調する逆拡散手段（例えば 50_{N-2} , 50_{N-1} , 50_N ）をオフ状態とするようにしたので、パスの数が多い場合でも受信特性を向上させることができ、かつ低消費電力化を実現することができる。

【0030】

【実施例】以下、図面を参照して本発明の一実施例について説明する。図2は本発明の一実施例の直接拡散スペクトル拡散通信方式によるレイク受信機のブロック構成図である。但し、図2に示す実施例において図3に示した従来例の各部に対応する部分には同一符号を付し、その説明を省略する。

【0031】図2に示すレイク受信機は、数の多いマルチパス信号を処理できるN段のブランチを設け、そのブランチをマルチパスの数に応じて作動させるようにしたものであり、その特徴要素はパワー制御回路30である。

【0032】パワー制御回路30は、レベル検出回路7で検出されたレベル信号 $L_1 \sim L_N$ の内、最もレベルの高い信号（これはメインパスの信号であり例えば L_1 とする）と他の信号 $L_2 \sim L_N$ とのレベル差を個々に求め、その各々のレベル差がスレシヨルドレベル値（例えば 10 dB ） S_R 以上ある場合に、該当ブランチへ、ブランチの構成要素をオフ状態とする第1～第N制御信号 $C_2 \sim C_N$ を出力し、該当ブランチをオフとするものである。

【0033】このようにブランチ構成要素をオフとするのは、メインパスとのレベル差が所定値以上ある場合には合成したことによるパスダイバーシチ効果が期待できないためである。

【0034】ブランチは、第1～第Nブランチまでであり、各ブランチの構成要素は図3の従来例で説明した通りであるが、図2においてはその各要素に付す符号が変更してある。

【0035】即ち、第1ブランチの構成要素は、第1ミキサ 31_1 、第1復調器 32_1 、第1遅延補正回路 33_1 及び第1乗算器 34_1 であり、第2ブランチの構成要素は、第2ミキサ 31_2 、第2復調器 32_2 、第2遅延補正回路 33_2 及び第2乗算器 34_2 、……、第Nブランチの構成要素は、第Nミキサ 31_N 、第N復調器 32_N 、第N遅延補正回路 33_N 及び第N乗算器 34_N である。

【0036】また、制御信号 C_2 は、第2ブランチの第2復調器 32_2 及び第2遅延補正回路 33_2 へ出力されるようになっており、……、第N制御信号 C_N は第Nブランチの第N復調器 32_N 及び第N遅延補正回路 33_N へ出力されるようになっている。

【0037】これは各復調器 $32_1 \sim 32_N$ 及び各遅延補正回路 $33_1 \sim 33_N$ がデジタル回路で構成され、他のミキサ $31_1 \sim 31_N$ 及び乗算器 $34_1 \sim 34_N$ が

アナログ回路で構成されているためであるが、ブランチの構成要素全てがデジタル回路で構成されておれば全ての構成要素に制御信号を供給するように構成する。

【0038】このような構成のレイク受信機が、信号パス数の多い都市部で使用されている場合の動作を説明する。但し、パス数は、ブランチ数N若しくはそれ以下であるとする。

【0039】まず、アンテナ1により受信されたDS変調波 R_1 は、ミキサ2によりベースバンド信号 S_2 に変換され、相関器4及び第1～第Nミキサ $31_1 \sim 31_N$ へ出力される。

【0040】相関器4においては、受信電力の大きい順に、ブランチ数Nに対応する数の信号 $S_1 \sim S_N$ が受信タイミング順に検出される。この検出された相関器出力信号 $S_1 \sim S_N$ に基づき、PN発生回路5において逆拡散用のPN信号 P_1, P_2, \dots, P_N が生成され、遅延差検出回路6において遅延差信号 DS_2, \dots, DS_N が検出され、レベル検出回路7においてレベル信号 L_1, L_2, \dots, L_N が検出される。

【0041】各レベル信号 L_1, L_2, \dots, L_N はパワー制御回路30に入力される。パワー制御回路30においては、レベル検出回路7で検出されたレベル信号 $L_1 \sim L_N$ の内、最もレベルの高いメインパスのレベル信号 L_1 と他のレベル信号 $L_2 \sim L_N$ とのレベル差が個々に求められ、この求められた個々のレベル差がスレシヨルドレベル値と比較される。この比較により例えば図示せぬ6番目以降のレベル信号 L_6 とメインパスレベル信号 L_1 とのレベル差がスレシヨルドレベル値 S_R 以上ある場合、6番目以降の受信信号を処理する第6～第Nブランチの復調器 $32_6 \sim 32_N$ 及び遅延補正回路 $33_6 \sim 33_N$ へ、第6～第N制御信号 $C_6 \sim C_N$ が供給されてオフとされる。

【0042】この結果、各ミキサ $31_1 \sim 31_N$ で逆拡散された第1～第N信号 $S_{n1} \sim S_{nN}$ の内、第1～第5信号 $S_{n1} \sim S_{n5}$ が後段のブランチ回路で処理され、最後に加算回路35で加算されて合成データDDとして出力される。

【0043】以上説明したように、実施例のレイク受信機によれば、パス数が多くても有効なレベルの受信信号のみを合成してデータを得ることができるので受信特性を向上させることができ、またNパス化したことによる消費電力の増加を抑制することによって低消費電力化を実現することができる。

【0044】

【発明の効果】以上説明したように、本発明によれば、マルチパスの数が多い場合でも受信特性を向上させることができ、かつ低消費電力化を実現することができる効果がある。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の原理図である。

7

【図2】本発明の本発明の一実施例の直接拡散スペクトル拡散通信方式によるレイク受信機のブロック構成図である。

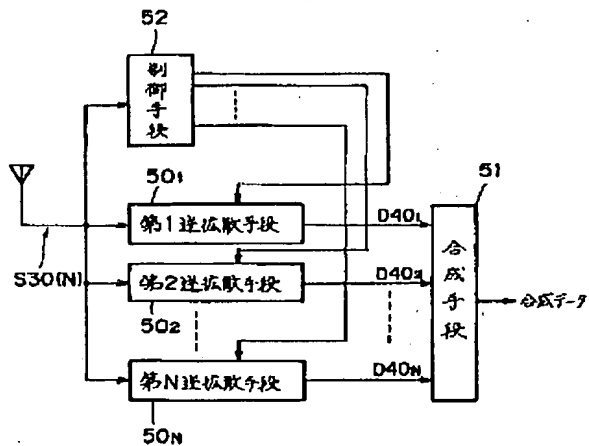
【図3】従来例の直接拡散スペクトル拡散通信方式によるレイク受信機のブロック構成図である。

【図4】相関器出力時間波形図である。

【図5】他の相関器出力時間波形図である。

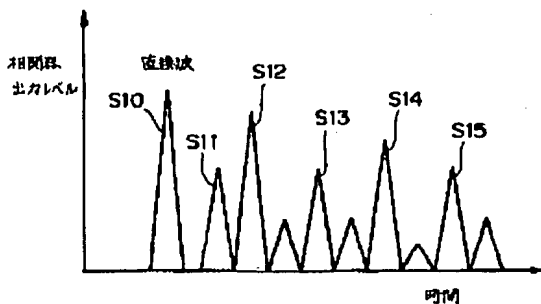
【図1】

本発明の原理図



【図5】

他の相関器出力時間波形図



8

【符号の説明】

50₁ ~ 50_N 第1~第N逆拡散手段

51 合成手段

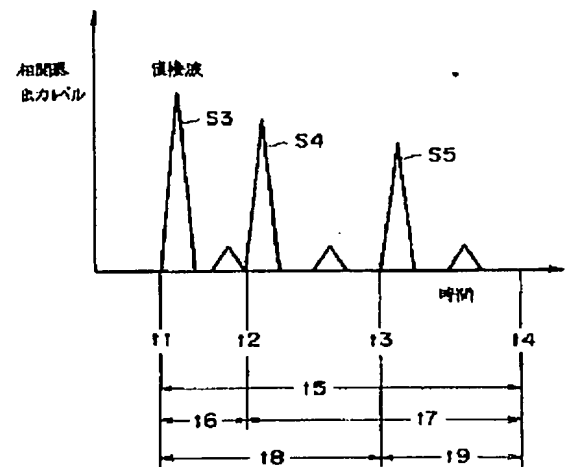
52 制御手段

S30 直接拡散変調信号

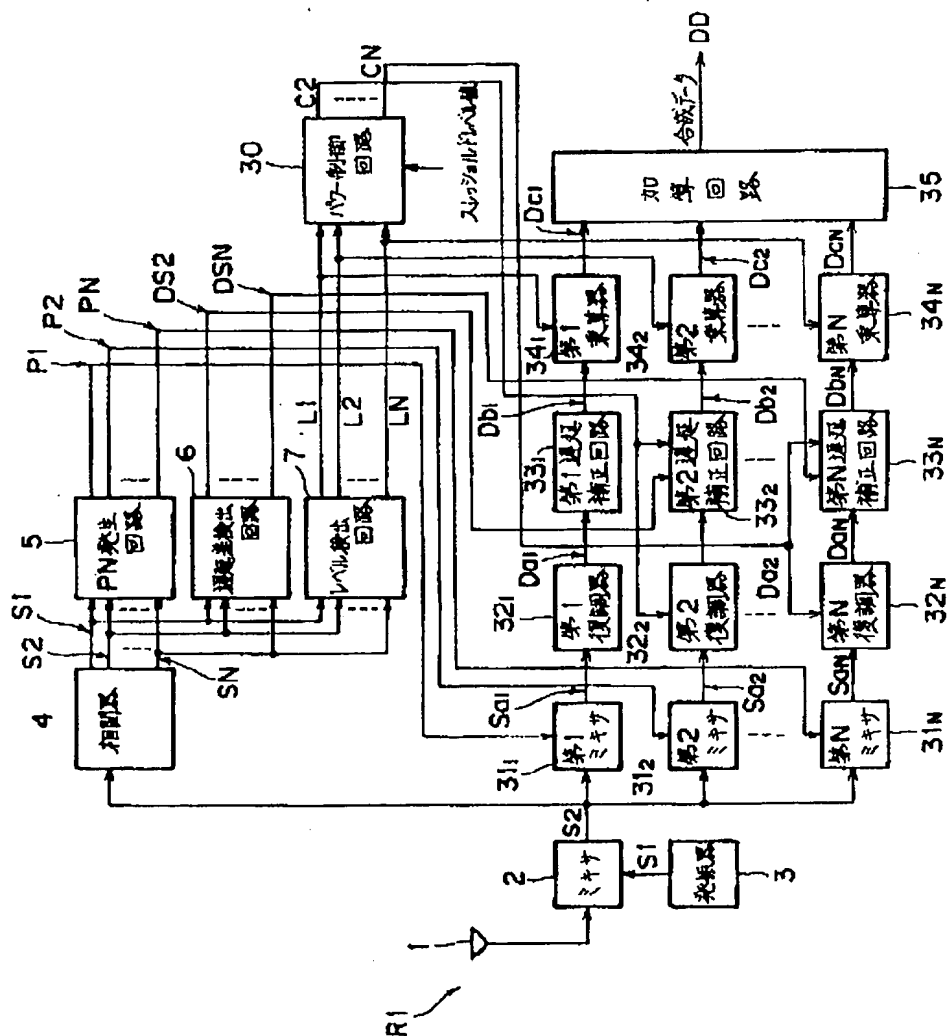
D40₁ ~ D40_N 拡散復調後のデータ

【図4】

相関器出力時間波形図



实施例圖



【図3】

従来例図

